

WO9715991

PUB DATE: 1997-05-01

APPLICANT : NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE [JP]; ITO KAZUHITO [JP]; SUZUKI HIROSHI [JP]; NAKADA MANABU [JP]; EBINE YOSHIO [JP]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US5963847

PUB DATE: 1999-10-05

APPLICANT: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE [JP]



<p>(51) 国際特許分類6 H04B 7/14, 1/40</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO97/15991</p> <p>(43) 国際公開日 1997年5月1日(01.05.97)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP96/03143</p> <p>(22) 国際出願日 1996年10月28日(28.10.96)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平7/279006 1995年10月26日(26.10.95) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 (NTT MOBILE COMMUNICATIONS NETWORK INC.)[JP/JP] 〒105 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 伊藤和人(ITO, Kazuhito)[JP/JP] 〒239 神奈川県横須賀市野比2丁目11-8-302 Kanagawa, (JP) 鈴木 博(SUZUKI, Hiroshi)[JP/JP] 〒239 神奈川県横須賀市馬堀海岸2-28-209 Kanagawa, (JP) 中田 学(NAKADA, Manabu)[JP/JP] 〒211 神奈川県川崎市井田中ノ町325-302 Kanagawa, (JP) 恵比根佳雄(EBINE, Yoshio)[JP/JP] 〒235 神奈川県横浜市磯子区杉田9-2-4-401 Kanagawa, (JP)</p>		<p>(74) 代理人 弁理士 草野 卓, 外(KUSANO, Takashi et al.) 〒160 東京都新宿区新宿四丁目2番21号 相模ビル Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CA, CN, JP, KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>
<p>(54) Title: BOOSTER</p> <p>(54) 発明の名称 ブースタ装置</p> <p>(57) Abstract</p> <p>A booster device which amplifies received waves is composed of a reception antenna, a carrier synthesizer, a transmitter, a transmission antenna, and a parameter controller. The carrier synthesizer generates a replica signal by multiplying a canceling signal by a cancel parameter, combines the replica signal with the received signal in at least one of a radio frequency band, an intermediate frequency band, and a base band to synthesize a signal, and generates a base-band synthesized signal from the synthesized signal. The transmitter demodulates the base-band synthesized signal and generates a transmission signal and a canceling signal by using the demodulated signal. The parameter controller determines the cancel parameters such that the power of the base-band synthesized signal is low based on the base-band synthesized signal and the canceling signal, and gives the parameter to the carrier synthesizer.</p> <div data-bbox="844 1291 1469 1627"> </div> <div data-bbox="982 1690 1291 1795"> <p>31 ... carrier synthesizer</p> <p>32 ... transmitter</p> <p>33 ... parameter controller</p> </div>		

(57) 要約

受信波を増幅して送信するブースタ装置であり、受信アンテナ部と、キャリア合成部と、送信部と、送信アンテナ部と、パラメータ制御部とよりなり、キャリア合成部はキャンセル用信号にキャンセルパラメータを乗算してレプリカ信号を生成し、このレプリカ信号と受信信号とを無線周波帯、中間周波帯、ベースバンドの少なくとも1つで合成し、さらにその合成信号よりベースバンド合成信号を得、送信部はそのベースバンド合成信号の復調処理を行って復調された信号を用いて送信信号とキャンセル用信号とを生成し、パラメータ制御部はベースバンド合成信号とキャンセル用信号とからベースバンド合成信号のパワーが小さくなるようにキャンセルパラメータを決定し、算出しキャリア合成部に与える。

情報としての用途のみ

PCTに基づいて公開される国際出願をパンフレット第一頁にPCT加盟国を同定するために使用されるコード

AL	アルバニア	EE	エストニア	LR	リベリア	RU	ロシア連邦
AM	アルメニア	ES	スペイン	LS	レソト	SD	スーダン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LT	リトアニア	SE	スウェーデン
AU	オーストラリア	FR	フランス	LU	ルクセンブルグ	SG	シンガポール
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LV	ラトヴィア	SI	スロヴェニア
BB	バルバドス	GB	イギリス	MC	モナコ	SK	スロヴァキア共和国
BE	ベルギー	GE	グルジア	MD	モルドバ	SN	セネガル
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MG	マダガスカル	SZ	スワジランド
BG	ブルガリア	GN	ギニア	MK	マケドニア旧ユーゴスラ	TD	チャド
BJ	ベナン	GR	ギリシャ	UA	ウクライナ	TG	トゴ
BR	ブラジル	HU	ハンガリー	ML	マリ	TJ	タジキスタン
BY	ベラルーシ	IE	アイルランド	MN	モンゴル	TM	トルクメニスタン
CA	カナダ	IS	アイスランド	MR	モリタニア	TR	トルコ
CF	中央アフリカ共和国	IT	イタリア	MW	マラウイ	TT	トリニダード・トバゴ
CG	コンゴ	JP	日本	MX	メキシコ	UA	ウクライナ
CH	スイス	KE	ケニア	NE	ニジェール	UG	ウガンダ
CI	コート・ジボアール	KG	キルギスタン	NL	オランダ	US	米国
CM	カメルーン	KP	朝鮮民主主義人民共和国	NO	ノルウェー	UZ	ウズベキスタン共和国
CN	中国	KR	大韓民国	NZ	ニュージーランド	VN	ベトナム
CZ	チェコ共和国	KZ	カザフスタン	PL	ポーランド	YU	ユーゴスラビア
DE	ドイツ	LI	リヒテンシュタイン	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	LK	スリランカ	RO	ルーマニア		

明細書

ブースタ装置

技術分野

この発明は例えば移動通信、特に無線呼び出し方式などにおいて電波が弱いエリアの受信条件を改善するために用いられるブースタ装置に関するものである。

移動通信システムでは、基地局からの電波が弱いエリア、例えばゾーン（セル）の周辺において通信の品質が低下する。また、山などがあると基地局に対し裏側には電波が届かなくなるので、地形的な理由でサービスを提供できない地域がある。このような条件のエリアでも高品質にサービスを行うためには基地局を増設すればよいが、サービスコストが高くなる欠点がある。

そこで簡易に通信の中継が行えるブースタ装置が利用されてきた。ブースタ装置は目的とする信号を受信して、その受信信号を増幅し、同一周波数で目的とするエリアに向かって強い電波を送信するものである。しかしながら、ブースタ装置は設置上のいくつかの条件を満たす必要がある。最も大きな課題の一つとして、送信用と受信用のアンテナが電磁波的にカップリング（結合）をして、増幅されて送信用アンテナから放射された強い電波が、受信アンテナの本来の受信信号に混入する問題がある。この混入した回り込み信号は、干渉波としてブースタ装置の動作を不安定にするという問題があった。この問題を解決するために、送信アンテナと受信アンテナとのカップリングを弱くするために、これら両アンテナを空間的に十分に離す方法がとられてきた。しかしながら、近年、ブースタ装置の設置コストを低減するために設備全体をコンパクトにする必要があり、送信アンテナと受信アンテナとのカップリングを空間的分離による方法で小さくすることが難しくなっている。

そこで、以下のようにブースタ装置に干渉キャンセル機能を付加したものが提案されている。

第１の方法は、送信信号にパイロット信号を重畳する方法である。この方法は図１に示すように、受信アンテナ１１の入力である受信信号に帰還信号が合成器１２で重畳され、この合成器１２の合成信号は、バンドパスフィルタ１３、１４による帯域外信号の除去と、増幅器１５による適正な増幅とが行われた後、パイ

ロット信号発生器 16 よりのパイロット信号と合成器 17 で合成され、その合成信号は送信信号として送信アンテナ 18 から送信される。一方、合成器 17 の出力送信信号はカップラ 19 で分岐されて、その分岐信号は振幅位相制御器 21 で振幅と位相が調整され、帰還信号となって合成器 12 へ供給される。合成器 12 よりの合成信号はカップラ 22 で分岐され、その分岐出力からフィルタ 23 でパイロット信号が抽出され、この信号と発生器 16 よりのパイロット信号とが比較器 24 で比較処理が行われ、合成器 12 よりの合成信号にパイロット信号成分がなくなるように帰還信号の振幅と位相が振幅位相制御器 21 で比較器 24 の出力により制御される。

この方法では、パイロット信号を付加するために送信信号に擾乱が加わるという欠点があった。

第 2 の方法は、受信信号を変調信号で変調してから増幅する方法である。この方法は図 2 に示すように、合成器 12 の合成信号がカップラ 22 で分岐された後、復調器 26 で復調されて変調信号成分を得、これと変調信号発生器 27 よりの変調信号との相関が相関器 28 によってとられ、その相関が 0 になるように振幅位相制御器 21 が制御される。合成器 12 よりの合成信号はバンドパスフィルタ 13 で帯域外成分が除去された後、変調器 29 で変調信号発生器 27 からの変調信号により変調され、その変調出力は増幅器 15 で増幅され、更にバンドパスフィルタ 14 を通じて送信アンテナ 18 へ供給される。

この従来法は、相関出力が 0 になるようにする振幅・位相の具体的な制御アルゴリズムは示されていないかった。また、送信波に変調をかけるので、本来の送信信号とは異なり、擾乱が加わっているという欠点があった。

以上のように、従来の干渉キャンセル方法では送信信号に擾乱を加えているという共通の欠点があった。また、これらの擾乱は本来の信号伝送特性に影響を与えないように小さな変動分にするので、干渉キャンセルのためのループを形成する信号が弱く、精度のよいキャンセルが難しかった。

この発明は送信波にパイロット信号の重畳や変調のような擾乱を加えずに干渉をキャンセルし、また精度のよいキャンセル制御を行えるブースタ装置を提供することを目的としている。

発明の開示

この発明によるブースタ装置は、受信アンテナ部と、キャリア合成部と、送信部と、送信アンテナ部と、パラメータ制御部とを含み、キャリア合成部はキャンセル用信号にキャンセルパラメータを乗算してレプリカ信号を生成し、このレプリカ信号と受信信号とを無線周波帯、中間周波帯、ベースバンドの少なくとも1つで合成し、さらにその合成信号よりベースバンド合成信号を得、送信部はそのベースバンド合成信号の復調処理を行って復調された信号を用いて送信信号とキャンセル用信号とを生成し、パラメータ制御部はベースバンド合成信号とキャンセル用信号とからベースバンド合成信号のパワーが小さくなるようにキャンセルパラメータを決定しキャリア合成部に与える。

このように、この発明はパイロット信号の挿入、付加的な変調などを行わずに干渉成分を除去するので、送信信号には何の擾乱も加わらない、またベースバンドにおける誤差検出による適応信号処理により干渉除去性能が著しく優れている。

図面の簡単な説明

図1はパイロットを用いて干渉除去する従来のブースタ装置を示すブロック図。

図2は特定の変調を行って干渉除去する従来のブースタ装置を示すブロック図。

図3はこの発明によるブースタ装置の基本構成例を示すブロック図。

図4は図3中のキャリア合成部31の具体例を示すブロック図。

図5は図3中の送信部32の具体例を示すブロック図。

図6は送信電力を制御する例を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

受信アンテナ部は、基地局からの信号を希望波として受信するが、同時に送信アンテナ部からの送信信号が干渉波として混入しており、これらの重畳信号が受信信号となる。

この発明の基本構成を図3に示す。以下で述べる信号はすべて複素包絡線表示されているとする。即ち、実数の信号を $x_r(t) = \text{Re}\{x(t)\exp(j2\pi ft)\}$ のように複素包絡線 $x(t)$ で表す。キャリア合成部31は、受信信号 $y(t)$ とキャンセル用信号 $u(t)$ との合成処理を行い、その合成信号よりベースバンド合成信号 $y_c(t)$ を複素包絡線信号として出力する。この合成処理は無線周波帯、中間周波帯、ベース

バンドのどのステージで行ってもよいし、所望の組み合わせの複数の周波数帯で行ってもよい。

送信部 32 は、ベースバンド合成信号の復調処理によって得られるデータ信号を用いて送信信号とキャンセル用信号とを生成する。キャンセル用信号は、受信信号の復調結果を再び変調して得られるベースバンド信号 $u_b(t)$ から送信信号である無線周波信号 $u_r(t)$ が生成されるまでの所望のステージにおける信号から生成される。送信信号はそのキャンセル用信号に対し一定の複素数を乗算した関係にあるだけなので、送信信号及びキャンセル用信号とも $u(t)$ で表すことにする。パラメータ制御部 33 は、ベースバンド合成信号とキャンセル用信号とからキャンセルパラメータ $w(t)$ を算出してキャリア合成部へ出力する。

この構成の各部の作用について詳細に説明する。前述のように、実数の信号を $x_r(t) = \text{Re}\{x(t)\exp(j2\pi ft)\}$ のように複素包絡線 $x(t)$ で表す。従って、実数部 $\text{Re}\{x(t)\}$ は同相成分の振幅、虚数部 $\text{Im}\{x(t)\}$ は直交成分の振幅を表す。キャリア周波数 f は、RF 帯（無線周波帯）では f_r 、IF 帯（中間周波帯）では f_i 、ベースバンドでは 0 である。複素包絡線で、記述することにより、RF 帯、IF 帯、ベースバンドにおける同様な処理を簡単に表現することができる。

受信アンテナ 11 で受信される受信信号複素包絡線 $y(t)$ には希望波複素包絡線 $s(t)$ と、送信アンテナ 18 から送信された送信信号複素包絡線 $u(t)$ がリークして受信された干渉波複素包絡線 $q_0 u(t)$ と、雑音複素包絡線 $n(t)$ とが重畳され、 $y(t)$ は次式で示される。

$$y(t) = s(t) + q_0 u(t) + n(t) \quad (1)$$

ただし、 q_0 は送信アンテナ 11 と受信アンテナ 18 との複素カップリング係数、送信信号 $u(t)$ は復調された信号をもとに時間 τ_d だけ遅延して再変調された信号 $s(t - \tau_d)$ を入力レベルに対して複素利得 G 倍に増幅したものであり、次式で表せる。

$$u(t) = Gs(t - \tau_d) \quad (2)$$

キャリア合成部 31 はキャンセル用信号 $u(t)$ にキャンセル用パラメータ $w(t)$ を乗算してレプリカ信号複素包絡線 $r(t) = w(t)u(t)$ を生成し、更に受信信号 $y(t)$ とレプリカ信号 $r(t)$ との差分により、次式で示す合成信号複素包絡線 $y_o(t)$ を生成

する。

$$y_c(t) = y(t) - r(t) = y(t) - w(t)u(t) \quad (3)$$

キャリア合成部 31 では、図 4 を参照して後述するように、更に合成信号 $y_o(t)$ を増幅、周波数変換、帯域フィルタリングの処理をしてベースバンド合成信号 $y_c(t)$ として出力する。これら増幅、周波数変換、帯域フィルタの処理により得られるベースバンド合成信号 $y_c(t)$ は $y_o(t)$ に一定の複素数を乗算したのと同じである。このベースバンド合成信号 $y_c(t)$ は合成信号 $y_o(t)$ を I Q 検波（直交検波）することにより、即ち、入力変調信号に同相と直交位相のキャリア信号をそれぞれ乗算し、高調波成分を低域通過フィルタで除去することにより得られ、実部 $\text{Re}\{y_c(t)\}$ と虚部 $\text{Im}\{y_c(t)\}$ の 2 つのベースバンド信号として出力される。以下では、これらをそのまま複素数 $y_c(t)$ で表示する。なお、RF 帯、IF 帯およびベースバンドにおける合成信号 $y_o(t)$ はそれぞれ大きさと位相が異なるが、その変化分は単に一定の複素数倍であるから、簡単化のために区別しないで表示する。即ち、 $y_c(t) = y_o(t)$ である。

この発明においては、干渉信号のキャンセルを RF 帯で行ってもよいし、IF 帯で行ってもよいし、ベースバンドで行ってもよいし、これらの任意の組み合わせで行ってもよい。ベースバンドで干渉信号のキャンセルを行う場合には、ベースバンドのキャンセル用信号 $u(t)$ にキャンセル用パラメータ $w(t)$ を乗算してベースバンドのレプリカ信号 $r(t) = w(t)u(t)$ を生成し、さらに受信信号 $y(t)$ とレプリカ信号 $r(t)$ との差分を使って、式 (3) によりベースバンド合成信号 $y_c(t)$ を直接生成する。

キャリア合成部 31 からのベースバンド合成信号 $y_c(t)$ は送信部 32 において復調処理され、その復調データ信号がとり出され、この復調データ信号をもとに再び受信信号と同様の変調が行われて送信信号 $u_r(t) = s(t - \tau_d)$ が生成される。送信信号 $s(t - \tau_d)$ は基地局から送信された信号と全く同じ形式の電波であり、パイロット信号の重畳、キャリアの変調などは行わない。この送信信号 $s(t - \tau_d)$ は送信アンテナ 18 から送信されるとともに、この送信信号からキャンセル用信号 $u(t)$ が生成されてキャリア合成部 31 へ供給される。パラメータ制御部 33 においては、パラメータ $w(t)$ が最適に制御され、つまりベースバンド合成信号 $y_c(t)$

に送信信号 $s(t-\tau_d)$ の成分が含まれないようにする。

上述したブースタ装置のパラメータ制御部33におけるパラメータの算出方法には、いろいろな方法が可能である。具体的な実現例を以下に示す。

送、受アンテナ11、18間のカップリング係数 q_0 は変動しないとすると、当然キャンセル用パラメータ $w(t)$ も変動しないはずであるから、 $w(t)=w$ とする。ベースバンド合成信号 $y_c(t)$ の電力は、干渉除去をしていない場合には希望波、干渉波および雑音の各電力の和となる。レプリカ信号 $r(t)$ で干渉波を除去していくとベースバンド合成信号 $y_c(t)$ の電力は徐々に減少し、完全に除去できたときに合成信号 $y_c(t)$ の電力は最小になる。そこで、ベースバンド合成信号 $y_c(t)$ の電力を評価関数 J として使用する場合は

$$J = |y_c(t)|^2,$$

$$\langle J \rangle = \langle |y(t) - wu(t)|^2 \rangle \rightarrow \text{最小電力} \quad (4)$$

で表される制御を行う。ここで $|z|$ は z の絶対値を表し、 $\langle \rangle$ は集合平均、実際的には時間平均を表す。干渉除去はRF帯、IF帯、ベースバンドのいずれでも行うことができ、これら3つ帯域の全体でのキャンセルを $y(t) - wu(t)$ で表し、また $y(t) = s(t) + q_0 u(t) + n(t)$ と表すと、評価関数 $\langle J \rangle$ はさらに以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} \langle J \rangle &= \langle |s(t) + q_0 u(t) + n(t) - wu(t)|^2 \rangle \\ &= \langle |s(t)|^2 \rangle + \langle |q_0 - w|^2 |u(t)|^2 \rangle + \langle |n(t)|^2 \rangle \\ &\quad + 2\text{Re}[\langle s^*(t)(q_0 - w)u(t) \rangle + \langle s^*(t)n(t) \rangle + \langle (q_0 - w)u^*(t)n(t) \rangle] \end{aligned} \quad (5-1)$$

ここで、 $\sigma_s^2 = \langle |s(t)|^2 \rangle$, $\sigma_u^2 = \langle |u(t)|^2 \rangle$, $\sigma_n^2 = \langle |n(t)|^2 \rangle$ とし、 A^* は A の複素共役を表す。また、雑音は全くランダムで、 $s(t)$ 、 $u(t)$ とは相関がないので、 $\langle s^*(t)n(t) \rangle = 0$, $\langle u^*(t)n(t) \rangle = 0$ である。

更に、 $\langle s^*(t)u(t) \rangle = \sigma_s \sigma_u \rho$ とおく。 ρ は $s(t)$ と $u(t)$ の相関係数である。このように置くと、式(5-1)は

$$\langle J \rangle = \sigma_s^2 + |q_0 - w|^2 \sigma_u^2 + \sigma_n^2 + 2\sigma_s \sigma_u (q_0 - w) \text{Re}[\rho] \quad (5-2)$$

となる。復調した後に変調しているので、受信信号の受信からその復調の後、変

調信号を得るまでの遅れ時間 τ_d はシンボル長 T_s 間隔より十分大であり、 $\tau_d \gg T_s$ とみなしてもかまわない。このとき、時間 t における $S^*(t)$ と $u(t)$ は異なる変調となり、従って、その積の平均値 $\langle S^*(t)u(t) \rangle$ はほぼ 0 となるので $\rho \approx 0$ とみなすことができる。従って、式(5-2)は次のようになる。

$$\langle J \rangle = \sigma_s^2 + \sigma_u^2 + |q_0 - w|^2 \sigma_u^2 \quad (6)$$

上式からわかるように、完全にキャンセルできる条件、つまり $w = q_0$ のとき J は最小となる。しかしながら、カップリング係数 q_0 の値は実際には不明であるから、何らかのアルゴリズムでこの値を求める必要がある。そこで、サンプリング時点 kT_s の w を単に T_s を省略して $w(k)$ として、最急降下法で

$$w(k) = w(k-1) - (\mu/2) \partial J / \partial w|_{t=kT_s} \quad (7)$$

のようにパラメータ $w(k)$ を逐次的に更新することを考える (s. Haykin, Adaptive Filter Theory, 2nd Edition, Prentice-Hall, 1991)。 μ はステップサイズである。式(4)を偏微分すると

$$\partial J / \partial w = -2y_c(t)u^*(t) + 2u(t)u^*(t)w = -2y_c(t)u^*(t) \quad (8)$$

である (上記文献参照)。これを式(7)に代入して、以下のようなアルゴリズムが導かれる。

$$w(k) = w(k-1) + \mu y_c(k)u^*(k) \quad (9)$$

このように、ベースバンド合成信号 $y_c(t)$ にキャンセル用信号 $u(t)$ の複素包絡線の複素共役数およびステップサイズ μ を乗算して、係数を更新できる。つまり、 $\mu y_c(k)u^*(k)$ が前回のキャンセルパラメータ $w(k-1)$ に帰還されてキャンセルパラメータが更新される。

図4はキャリア合成部31のより詳細な実施例を示している。この図ではRF段、IF段とベースバンド段の各段で干渉信号キャンセルのための合成を行っている。そのためにキャンセル用信号として、RF帯は $u_r(t)$ 、IF帯は $u_i(t)$ 及びベースバンドは $u_b(t)$ の3つの信号が図3の送信部32 (図5を参照して後述) から入力されている。また、パラメータ制御部33 (図3) はベースバンド合成信号 $y_c(t)$ と、図5の送信部からのそれぞれの帯域のキャンセル用信号 $u_r(t)$ 、 $u_i(t)$ 、 $u_b(t)$ とが与えられ、次式

$$w_r(k) = w_r(k-1) + \mu_r y_c(k)u_r^*(k) \quad (10)$$

$$w_i(k) = w_i(k-1) + \mu_i y_c(k) u_i^*(k) \quad (11)$$

$$w_b(k) = w_b(k-1) + \mu_b y_c(k) u_b^*(k) \quad (12)$$

によりRF帯、IF帯、及びベースバンドに対するキャンセルパラメータ $w_r(k)$, $w_i(k)$, $w_b(k)$ をそれぞれ生成する。ここで μ_r , μ_i , μ_b はそれぞれRF帯、IF帯、及びベースバンドの修正ステップサイズを表す。

2つの乗算器と $\pi/2$ 移相器により構成されたRF用複素包絡線変換器35はRF帯用キャンセル信号 $u_r(t)$ をパラメータ w_r で複素乗算して、RF帯のレプリカ信号 $r_r(t)$ を生成し、同様に2つの乗算器と $\pi/2$ 移相器で構成されたIF用複素包絡線変換器36はIF帯のレプリカ信号 $r_i(t)$ を生成し、またベースバンド用複素乗算器37はキャンセル信号 $u_b(t)$ とパラメータ w_b とを複素乗算してベースバンドのレプリカ信号 $r_b(t)$ を生成する。

合成器38で受信アンテナ11からの受信信号 $y(t)$ とレプリカ信号 $r_r(t)$ とが合成されて、即ち、受信信号 $y(t)$ からレプリカ信号 $r_r(t)$ が減算され、それによってRF帯でキャンセル処理された合成信号 $y_{or}(t)$ を得る。その信号 $y_{or}(t)$ は低雑音増幅器39で増幅される。この増幅出力は局部発振器41よりの周波数 f_L の局部信号により周波数変換器42でIF帯に変換され、さらにバンドパスフィルタ43でフィルタリングされたのち、合成器44でレプリカ信号 $r_i(t)$ と合成され、即ち、レプリカ信号 $r_i(t)$ が減算され、それによってIF帯における干渉信号の残差成分に対するキャンセルが行われる。IF帯でキャンセル処理された合成信号 $y_{oi}(t)$ はAGC増幅器45で増幅され、さらにIQ検波器(直交検波器)46でその同相および直交成分の振幅が抽出される。この直交検波出力信号とレプリカ信号 $r_b(t)$ とが合成器47へ供給され、前者から後者が減算されてベースバンドでキャンセル処理された合成信号 $y_{ob}(t)$ がベースバンド合成信号 $y_c(t)$ として出力される。

このように3段階に分けて干渉波をキャンセルすると各段でそのハードウェアに最適なキャンセル量を設定できるので各構成部に過度な精度を要求しないというメリットがある。図3において、一般に送信アンテナ18から受信アンテナ11にリークされる信号 $q_{ou}(t)$ のパワーレベルは、受信アンテナ11での希望信号 $s(t)$ のパワーレベルより30~40dB程度高いので、無線周波帯における合成器

38で予め無線周波用レプリカ $r_r(t)$ により干渉除去処理を行うことにより、低雑音増幅器39の動作が飽和しない範囲の希望信号に対する最大利得を高くできる効果がある。また、ベースバンドにおける複素乗算器37、直交検波器46及び合成器47の信号処理をディジタル処理で行うように構成した場合は、アナログ処理の場合より処理精度を高めることができる。

図5は図3における送信部32の詳細な実施例を示している。図4中のベースバンド合成信号 $y_{ob}(t)$ 、即ち $y_c(t)$ は復調器51で復調されてデータ信号に変換され、このデータ信号に基づいて再び変調を行う。この変調は2段階に行われ、まず変調器52でデータ信号系列によってベースバンドの変調波複素包絡線（ベースバンド変調信号） $u_b(t)$ が生成され、次にこれが2つの乗算器と、 $\pi/2$ 移相器と、加算器から構成された直交変調器53によって局部発振器54からの周波数 f_i の局部信号によりIF帯の変調信号に周波数変換される。この様にして得られたIF帯変調信号 $u_i(t)$ は更に周波数変換器55で局部発振器56よりの局部信号によりRF帯へ周波数変換され、バンドパスフィルタ57、送信増幅器15を経て送信信号 $u_r(t)$ として出力される。変調器52の出力はベースバンドキャンセル用信号 $u_b(t)$ として図4の乗算器37に与えられ、直交変調器53の出力はIF帯用キャンセル信号 $u_i(t)$ として複素包絡線変換器36に与えられ、送信信号 $u_r(t)$ はカップラ19からRF帯キャンセル信号 $u_r(t)$ として複素包絡線変換器35に与えられる。

図4の構成では、IF増幅器（AGC増幅器）45がレベル検出器として使用されている。具体的には、レベル検出器45としての対数増幅器の出力、あるいはレベル検出器45としての自動利得制御増幅器の利得制御信号をレベル信号として利用できる。このようなレベル検出器により、平均レベルを観測することによって以下のようにキャンセルパラメータを求めることができる。

全くキャンセルされていないとき、式(6)のようにそのレベルは希望波、干渉波、雑音およびレプリカの合成電力になる。しかし、レプリカの振幅と位相を調整して干渉波と打ち消し合うようにすれば、合成レベルは低下するはずである。最も精度よく干渉波がキャンセルされた状態では、レベル検出器45の出力は希望波と雑音の合成電力レベルを示すことになり、最小電力となる。そこで、パラ

メータ制御部 33 は、前記レベル検出器 45 の検出レベルを観測しながら、そのレベルが最小になるようにパラメータ w_r , w_i を制御するようにしてもよい。振幅と位相を調整するパラメータは、試行錯誤により逐次的に求める。ただし、この方法ではレベル検出器 45 の前でキャンセルする必要があるから、RF 帯と IF 帯のキャンセラのみに有効である。また、位相に関する情報が無く、レベルだけで調整を行うので精度があまりよくない場合がある。従って、粗調整に適している。パラメータ w_b の調整は式 (9) によって行う。

図 6 は送信部 32 においてレベル制御器としてアッテネータ 58 を挿入し、送信出力を制御できるようにしたものである。ブースタ装置の動作開始直後は、キャンセルパラメータ w_r , w_i , w_b がまだ最適値に収束しておらず、復調器 51 の入力には干渉波がまだ十分キャンセルされていない信号が入力されることになる。そのため、復調されたデータが全くランダムになるので、送信信号も全くランダムに変調されてしまう。そこで、はじめはキャンセルしなくても希望波が十分復調できるレベルに出力を抑え、徐々に出力を増大する。増大していく速度はキャンセルパラメータを求められる程度に徐々に行うものとする。このアッテネータ 58 の制御はパラメータ制御部 33 により行われる。

図 4 の受信回路と、図 5 の送信回路には局部発振器が多用されている。これらの周波数精度が悪いと干渉波成分の複素包絡線をベースバンドで観測したときに周波数設定誤差の分だけ希望波に対して回転している。キャンセルパラメータがこれらの回転に十分追従していれば、干渉を除去できるが、通常は追従のために定常位相誤差が必然的に発生し、パラメータ推定精度が低下する。そこで、これらの局部発振器を位相同期ループで 1 つの基準発振器の出力位相に同期させ、局部発振器出力の周波数とともに位相を同期させる。この方法を採用すれば、パラメータ制御部 33 は干渉波の位相回転を追従する必要がないので、キャンセルパラメータを精度よく求めることができる。

以上の説明では、式 (5-2) において $\rho \approx 0$ という近似が成立することを前提に説明した。このためには $\tau_d \gg T_s$ となり、かつ $\langle s^*(t)u(t) \rangle = \langle s^*(t)s(t-\tau_d) \rangle \approx 0$ となる必要がある。希望波信号 $s(t)$ が狭帯域スペクトル制限されていると、シンボル周期 T_s に対して長い符号間干渉が発生し、上述の近似が成立しなくなる可

能性がある。この時の対処方法として、送信信号 $u(t)$ のキャリア周波数を受信希望波信号 $s(t)$ のキャリア周波数からわずかにオフセットさせる方法が可能である。即ち、ブースタ装置の希望波 $s(t)$ である基地局からの受信波のキャリア周波数 f_r に対して、ブースタ装置の送信キャリア周波数を f_r' とする。この時、送信信号 $u(t)$ は、周波数オフセットを与えない場合の送信信号 $u_0(t)$ を使って次式

$$u(t) = u_0(t) \exp(j2\pi \Delta f t) \quad (13)$$

$$\Delta f = f_r' - f_r \quad (14)$$

で表すことができる。 $\Delta f = 0$ の場合 $u(t)$ は $u_0(t)$ となる。送信信号 $u(t)$ の信号スペクトル帯域が所定の帯域内に収まる程度に Δf のオフセットを設定する。このようにすると、式(6)の条件である $\langle s^*(t)u_0(t) \rangle \neq 0$ とならなくても、即ち信号 $s(t)$ と $u_0(t)$ の相関が0にならなくても、時定数 $1/\Delta f$ より充分長い時間経過すると $\exp(j2\pi \Delta f t)$ の平均が0になるため、次式

$$\rho = \langle s^*(t)u_0(t) \exp(j2\pi \Delta f t) \rangle / (\sigma_s, \sigma_u) \quad (15)$$

を0にすることができる。

この方法は、わずかな周波数オフセット Δf を加えるものであり、通常の帯域内における周波数ドリフトとしてシステムで許容する範囲内のものとして行うことができる。従って、従来の第2の方法(図2)のように、信号に擾乱を加える程のものではない。

具体的な方法としては、図5における変調器52において周波数オフセットを加える方法がある。変調器52は $u(t)$ の同相成分と直交成分をベースバンド信号として出力する。即ち、 $u(t)$ として $u_b(t)$ を出力する。 $u_b(t)$ は周波数オフセットを加えないときは、 $s(t - \tau_d)$ のベースバンド信号を出力していたので、この時の $u_b(t)$ を $u_{b0}(t)$ とする。即ち、 $u_{b0} = s(t - \tau_d)$ である。周波数オフセットは変調器内で $u_{b0}(t)$ に対して $\exp(j2\pi \Delta f t)$ を複素乗算すれば容易に得られる。この時、 $u_b(t) = u_{b0}(t) \exp(j2\pi \Delta f t)$ となる。周波数オフセットを加える変調器では、 $u_b(t)$ として $u_b(t) = u_{b0}(t) \exp(j2\pi \Delta f t)$ の同相成分と直交成分をベースバンド信号として出力する。このようにして生成される信号 $u_b(t)$ には Δf のオフセットがあるので、図5のレプリカ信号 $u_b(t)$ 、 $u_i(t)$ 、 $u_r(t)$ にもオフセットが含まれることになる。周波数オフセットした送信波 $u_r(t)$ が受信アンテナにリークし

ているので、これらのオフセットしたレプリカでリーク信号をキャンセルすることができる。従って、式(4) から(12)までの説明がそのまま成立する。

もう1つの方法は、図5の局部発振器54または56の発振周波数 f_i または f_L に Δf のオフセットを加える方法である。前述したように、これらの発振器は受信側の局部発振器41、48(図4)と同期しているが、その位相同期を保ちつつ、周波数をオフセットさせると正確な Δf が得られる。ここで、局部発振器54に Δf のオフセットを与えたとする。このとき、 $u_i(t)$ 、 $u_r(t)$ も単に Δf だけオフセットしたものになるだけなので、そのキャンセルアルゴリズムは前述したものと同様となる。しかしながら、 $u_b(t)$ についてはオフセットを与えていないから、これを $u_{b0}(t)$ とみなし、 $u_b(t) = u_{b0}(t) \exp(j2\pi \Delta f t)$ のように複素乗算したものを $u_b(t)$ とし、図4の複素乗算器37へ入力する。あるいは、 $u_{b0}(t)$ をそのまま複素乗算器37へ入力し、 w_b に $\exp(j2\pi \Delta f t)$ を乗算した $w_b \exp(j2\pi \Delta f t)$ を複素乗算器37に与えても同じ効果が得られる。

以上の説明では、ブースタ装置の送信アンテナから受信アンテナへのカップリング係数 q_0 が一定であるとした。しかし、実際には温度変化などの外部環境によって q_0 は変化することが考えられる。この変化が緩やかであれば、式(9)のアルゴリズムは適応的に q_0 の変化に追従するはずである。その追従速度はステップサイズ μ (μ_r , μ_i , μ_b) で調整することができる。理論的には $1/\mu$ はこのアルゴリズムの時定数であり、 μ を小さくすれば時定数が長くなり、長時間平均により精度の高い干渉キャンセルが可能である。一方、 μ を大きくすれば、時定数が小さくなり、変動に素早く追従するようになる。

一般にRF帯及びIF帯のキャンセル部は構成要素がアナログ回路であるから精度があまり高くない。一方、ベースバンドのキャンセル部はデジタル信号処理であるから、精度が高く、細かな制御が可能である。しかしながら、ベースバンドにおけるキャンセルでは、低雑音増幅器などの飽和への対処はできない。そこで、これらのキャンセルを q の成分に対応して分割して実行することが望ましい。カップリング係数を $q = q_0 + \Delta q$ のように分離して考える。 q_0 はこれまでのように、緩慢な変動成分、 Δq は比較的变化の速い成分である。一般に、 $q_0 \gg \Delta q$ の場合が多いと考えられる。そこで、RF, IF帯のキャンセルでは、式(10), (11)の μ_r ま

たは μ_i を比較的小さくする。これにより、カップリングが大きく、変化の緩やかな成分が除去される。その残差と変化の速い小さな成分をベースバンドキャンセラで除去するために、 μ_b を比較的大きくとり。ベースバンドはデジタル信号処理なので、精度が高く、また、変動の速度に応じて式(12)以外にも、優れた適応信号処理として知られるRLSアルゴリズム、カルマンフィルタなどを用いることができる。

発明の効果

以上述べたように、この発明によればパイロット信号挿入、変調などを行わずに干渉成分を除去するので、送信波には何の擾乱も加わらないこと、またベースバンドにおける適応信号処理のため干渉除去性能が著しく優れている。この発明は移動通信、特に無線呼び出し方式のブースタ装置に有効である。

請求の範囲

1. 受信アンテナと、

キャンセル用信号にキャンセルパラメータを乗算して生成したレプリカ信号と受信信号とを、無線周波帯、中間周波帯、ベースバンドの少なくとも1つで合成し、その合成信号からベースバンド合成信号を得て出力するキャリア合成部と、

上記ベースバンド合成信号の復調処理を行って得られたデータ信号を用いて送信信号と、上記キャンセル用信号とを生成する送信部と、

上記送信信号を送出する送信アンテナ部と、

上記ベースバンド合成信号と上記キャンセル用信号とから上記ベースバンド合成信号のパワーを小さくするように上記キャンセルパラメータを算出して、上記キャリア合成部に出力するパラメータ制御部、
とを含むブースタ装置。

2. 請求項1のブースタ装置において、上記パラメータ制御部は上記ベースバンド合成信号と、上記キャンセル用信号と、ステップ係数との積を前回の上記キャンセルパラメータに加算することにより更新された上記キャンセルパラメータを逐次的に生成する手段を含む。

3. 請求項1または2のブースタ装置において、上記キャリア合成部はベースバンドで上記合成を行い、上記送信部は上記送信信号を生成するための変調手段を有し、上記ベースバンド信号がキャンセル用信号として上記キャリア合成部に与えられる。

4. 請求項1のブースタ装置において、上記ベースバンド以外における上記合成信号のレベルを検出するレベル検出器が設けられ、上記パラメータ制御部は検出された上記合成信号のレベルが最小となるよう上記キャンセルパラメータを逐次決定する手段を含む。

5. 請求項1乃至4のいずれかのブースタ装置において、上記送信部は上記送信信号のレベルを調整するレベル制御手段を含み、上記パラメータ制御からの制御信号により上記レベル制御手段が制御される。

6. 請求項1乃至4のいずれかのブースタ装置において、周波数変換用の局部発

振器の出力位相は全て一つの基準発振器に同期されている。

7. 請求項1または2のブースタ装置において、上記送信部は上記データ信号を変調してベースバンド変調信号を生成する変調器を含み、上記キャンセル用信号は上記ベースバンド変調信号を含み、上記パラメータ制御部が生成するキャンセルパラメータは上記ベースバンド合成信号と上記ベースバンド変調信号とに基づいて生成されたベースバンド用キャンセルパラメータを含み、上記キャリア合成部は上記ベースバンド変調信号と上記ベースバンド用キャンセルパラメータを複素乗算してベースバンドレプリカ信号を生成する乗算器と、上記ベースバンド合成信号と上記ベースバンドレプリカ信号を合成しキャンセル処理されたベースバンド合成信号を出力するベースバンド合成部とを含む。

8. 請求項7のブースタ装置において、上記キャンセル用信号は無線周波帯の上記送信信号を含み、上記パラメータ制御部が生成するキャンセルパラメータは上記送信信号と上記ベースバンド合成信号に基づいて生成された無線周波用キャンセルパラメータを含み、上記キャリア合成部は上記無線周波送信信号を上記無線周波用キャンセルパラメータで複素変調して無線周波レプリカ信号を生成する複素包絡線変換器と、上記受信信号と上記無線周波レプリカ信号を合成し、キャンセル処理された無線周波合成信号を出力する無線周波合成部とを含む。

9. 請求項8のブースタ装置において、上記送信部は上記ベースバンド変調信号を直交変調して中間周波帯変調信号を生成する直交変調手段と、上記中間周波帯変調信号を上記無線周波帯の送信信号に変換する周波数変換手段とを含み、上記キャンセル用信号は上記直交変調手段により生成された上記中間周波帯変調信号を含み、上記パラメータ制御部が生成するキャンセルパラメータは上記中間周波帯変調信号と上記ベースバンド合成信号に基づいて生成された中間周波帯用キャンセルパラメータを含み、上記キャリア合成部は上記無線周波合成信号を中間周波帯受信信号に変換する受信信号周波数変換手段と、上記中間周波帯変調信号を上記中間周波帯用キャンセルパラメータで複素変調して中間周波帯レプリカ信号を生成する中間周波帯用複素包絡線変換器と、上記中間周波帯受信信号と上記中間周波帯レプリカ信号を合成し、キャンセル処理された中間周波帯合成信号を出力する中間周波帯合成部と、上記中間周波帯合成信号を直交検波して上記ベースバンド合成信号を生成し、上記

する直交検波手段を含む。

10. 請求項8のブースタ装置において、上記無線周波合成部の出力する上記無線周波合成信号を増幅する低雑音増幅器が設けられている。

11. 請求項7のブースタ装置において、上記乗算器と上記ベースバンド合成部はデジタル演算を行う手段である。

12. 請求項1のブースタ装置において、上記送信部は希望受信波のキャリア周波数に対しオフセットを有するキャリア周波数の上記送信信号を生成すると共に、そのオフセットを有する周波数の上記キャンセル用信号を上記キャリア合成部に帰還する。

13. 請求項1のブースタ装置において、上記パラメータ制御部は少なくとも上記無線周波帯と、上記ベースバンドの上記キャンセルパラメータとを適応アルゴリズムに従って逐次的に更新し、少なくとも上記無線周波帯の適応アルゴリズムの時定数は上記ベースバンドにおける適応アルゴリズムの時定数より長くされている。

図 1

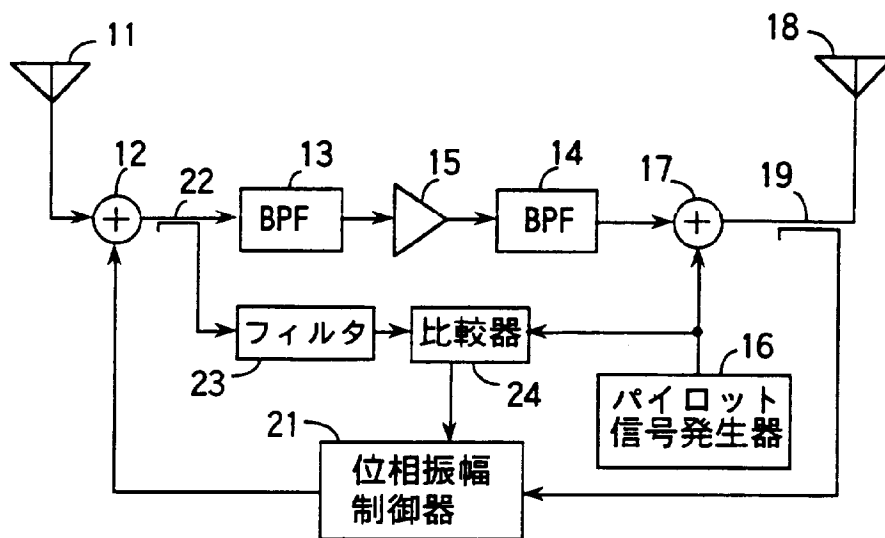


図 2

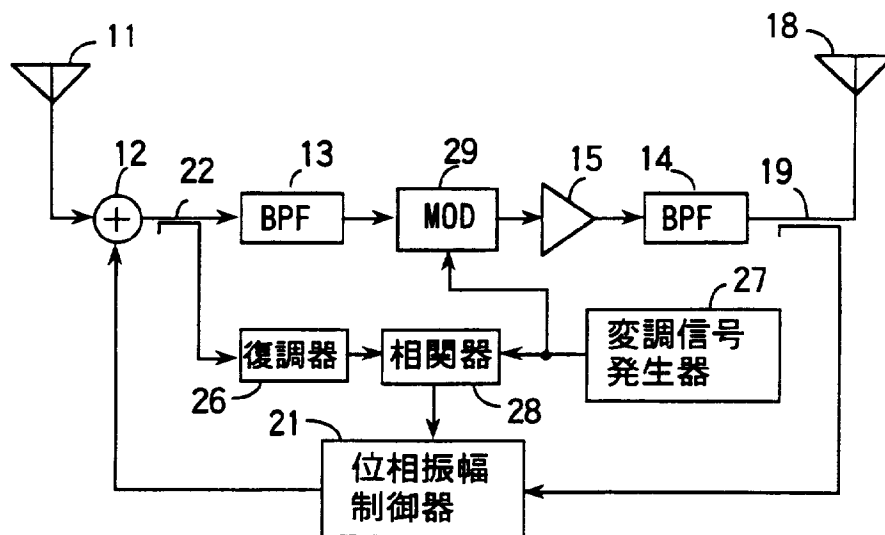


図 3

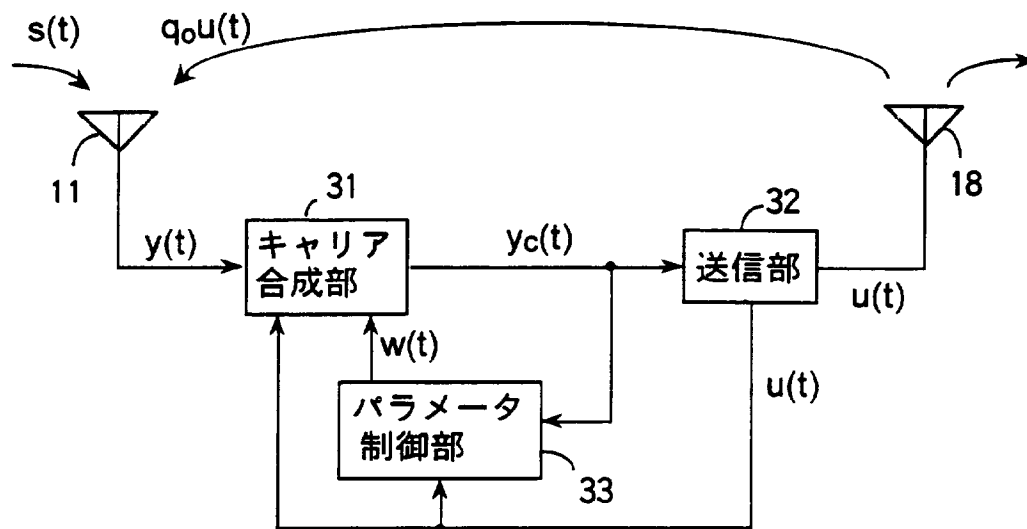


図 4

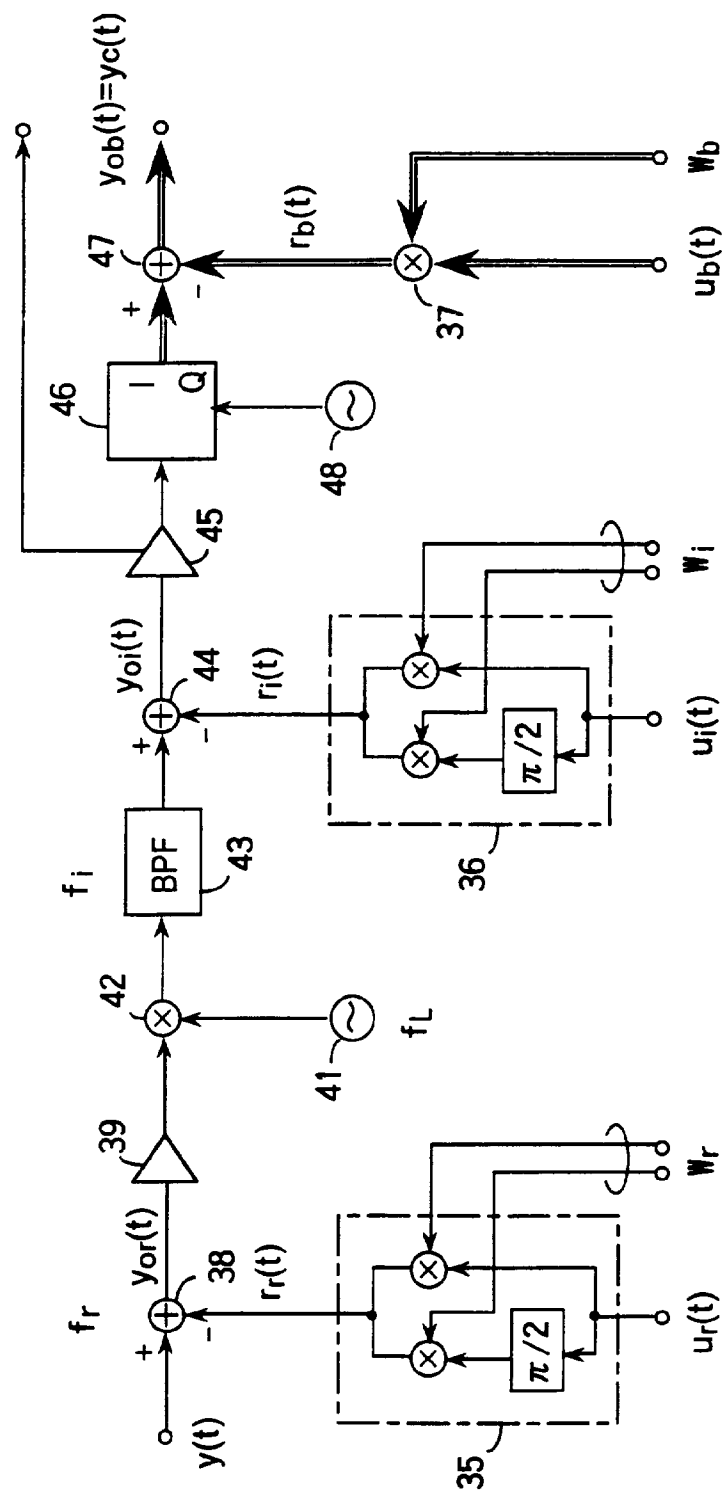


図 5

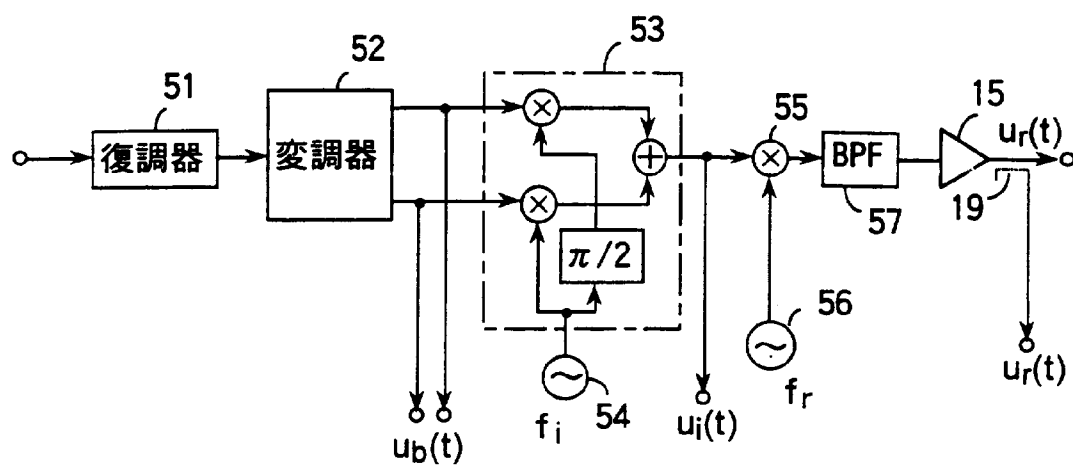
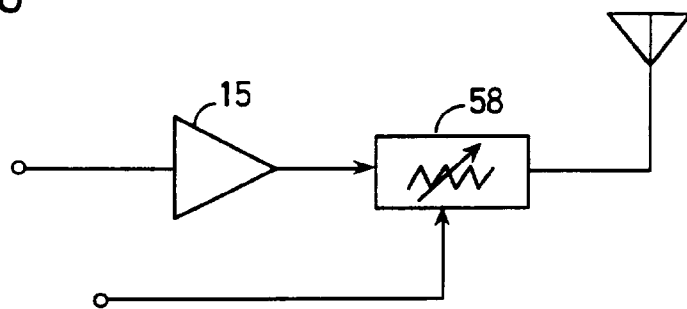


図 6



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP96/03143

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl⁶ H04B7/14, H04B1/40

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl⁶ H04B7/14-7/22, H04B1/38-1/58

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926 - 1996
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971 - 1996
Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994 - 1996

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP, 02-249321, A (Toyo Communication Equipment Co., Ltd.), October 5, 1990 (05. 10. 90), Page 2, lower left column, line 16 to lower right column, line 15; Fig. 1	1, 3, 6
Y	Page 3, lower left column, line 12 to lower right column, line 7 (Family: none)	4, 5
A		2, 7-13
Y	JP, 61-202533, A (Mitsubishi Electric Corp.), September 8, 1986 (08. 09. 86), Page 2, lower left column, lines 3 to 19; Fig. 1 (Family: none)	4
Y	JP, 62-069738, A (Mitsubishi Electric Corp.), March 31, 1987 (31. 03. 87), Page 3, upper left column, lines 8 to 17; Fig. 1 (Family: none)	5
A	JP, 58-051632, A (Nippon Telegraph & Telephone Corp.),	1 - 13



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
January 8, 1997 (08. 01. 97)

Date of mailing of the international search report
January 21, 1997 (21. 01. 97)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP96/03143

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	March 26, 1983 (26. 03. 83), Page 1, lower left column, lines 5 to 17; Fig. 2 (Family: none) JP, 58-204637, A (Nippon Telegraph & Telephone Corp.), November 29, 1983 (29. 11. 83), Page 1, lower left column, line 5 to lower right column, line 4; Fig. 2 (Family: none)	1 - 13

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP96/03143

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁶ H04B 7/14, H04B 1/40

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁶ H04B 7/14- 7/22, H04B 1/38- 1/58

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-1996年

日本国登録実用新案公報 1994-1996年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP, 02-249321, A (東洋通信機株式会社), 5. 10月. 1990 (05. 10. 90), 第2頁左下欄第16行-同頁右下欄第15行, 第1図,	1, 3, 6
Y	第3頁左下欄第12行-同頁右下欄第7行 (ファミリーなし)	4, 5
A		2, 7-13
Y	JP, 61-202533, A (三菱電機株式会社), 8. 9月. 1986 (08. 09. 86), 第2頁左下欄第3-19行, 第1図 (ファミリーなし)	4

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08. 01. 97

国際調査報告の発送日

21.01.97

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

青木 重徳

5J

4229

電話番号 03-3581-1101 内線 3538

C (続き). 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P, 62-069738, A (三菱電機株式会社), 31. 3月. 1987 (31. 03. 87), 第3頁左上欄第8-17行, 第1図 (ファミリーなし)	5
A	J P, 58-051632, A (日本電信電話公社), 26. 3月. 1983 (26. 03. 83), 第1頁左下欄第5-17行, 第2図 (ファミリーなし)	1-13
A	J P, 58-204637, A (日本電信電話公社), 29. 11月. 1983 (29. 11. 83), 第1頁左下欄第5行-同頁右下欄第4行, 第2図 (ファミリーなし)	1-13



US005963847A

United States Patent [19]

Ito et al.

[11] **Patent Number:** **5,963,847**[45] **Date of Patent:** **Oct. 5, 1999**[54] **BOOSTER SYSTEM**

[75] Inventors: **Kazuhito Ito; Hiroshi Suzuki**, both of Yokosuka; **Manabu Nakada**, Kawasaki; **Yoshio Ebine**, Yokohama, all of Japan

[73] Assignee: **NTT Mobile Communications Network Inc.**, Tokyo, Japan

[21] Appl. No.: **08/860,373**

[22] PCT Filed: **Oct. 28, 1996**

[86] PCT No.: **PCT/JP96/03143**

§ 371 Date: **Jun. 25, 1997**

§ 102(e) Date: **Jun. 25, 1997**

[87] PCT Pub. No.: **WO97/15991**

PCT Pub. Date: **May 1, 1997**

[30] **Foreign Application Priority Data**

Oct. 26, 1995 [JP] Japan 7-279006

[51] Int. Cl.⁶ **H04B 7/14**

[52] U.S. Cl. **455/17; 455/21; 455/24**

[58] Field of Search 455/7, 10, 11, 455/15, 16, 17, 20, 21, 22, 24

[56] **References Cited****U.S. PATENT DOCUMENTS**

4,317,217 2/1982 Davidson et al. 455/24
4,776,032 10/1988 Odate et al. 455/10

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

0 227 393	7/1987	European Pat. Off. .	
0133148	10/1980	Japan	455/24
58-51632	3/1983	Japan .	
58-204637	11/1983	Japan .	
61-202533	9/1986	Japan .	
62-69738	3/1987	Japan .	
2-249321	10/1990	Japan .	
WO 84/02626	7/1984	WIPO .	

Primary Examiner—Thanh Cong Le

Attorney, Agent, or Firm—Pollock, Vande Sande & Amernick

[57] **ABSTRACT**

A booster system for transmitting a received wave after amplifying it comprises a receiving antenna section, a carrier combining section, a transmitting section, a transmitting antenna section and a parameter control section. The carrier combining section multiplies a canceling signal by a cancel parameter to obtain a replica signal, then combines it with a received signal in at least one of the radio frequency band, the intermediate frequency band and the base band, and derives a combined base band signal from the combined signal. The transmitting section generates a send signal and a canceling signal by using a signal demodulated through the demodulation of the combined base band signal. Based on the combined base band signal and the canceling signal, the parameter control section determines a canceling parameter such that the power of the combined base band signal is reduced, the parameter being provided to the carrier combining section.

13 Claims, 4 Drawing Sheets

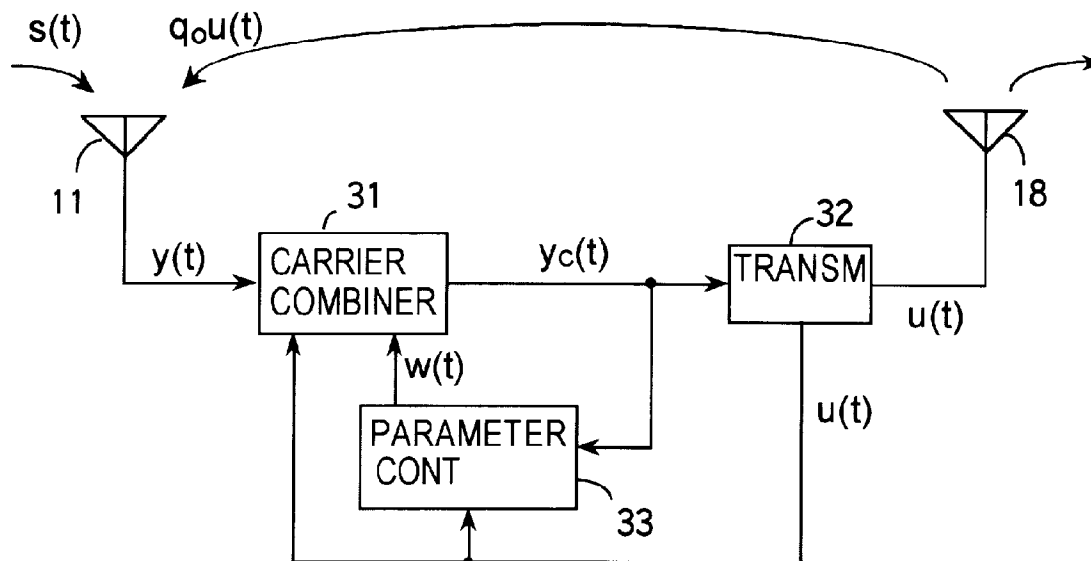


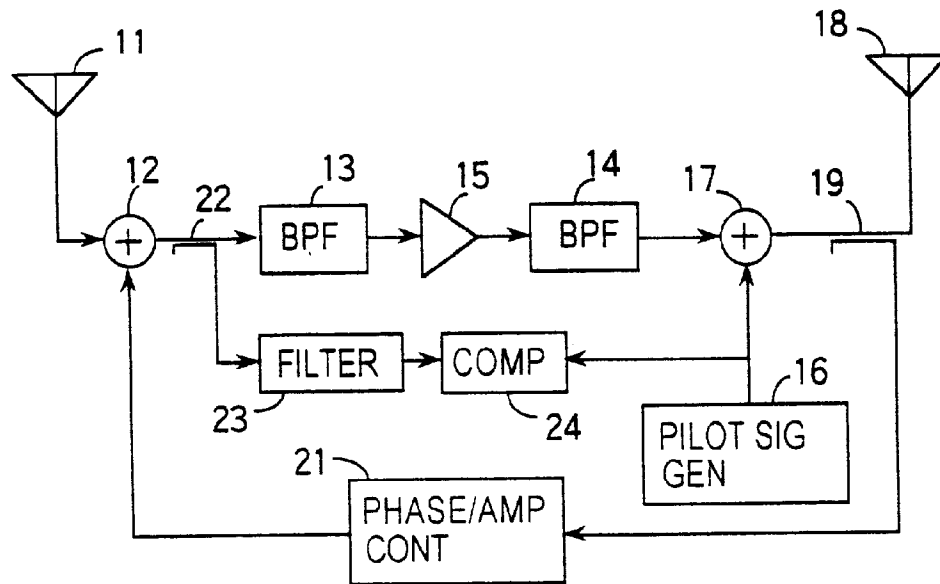
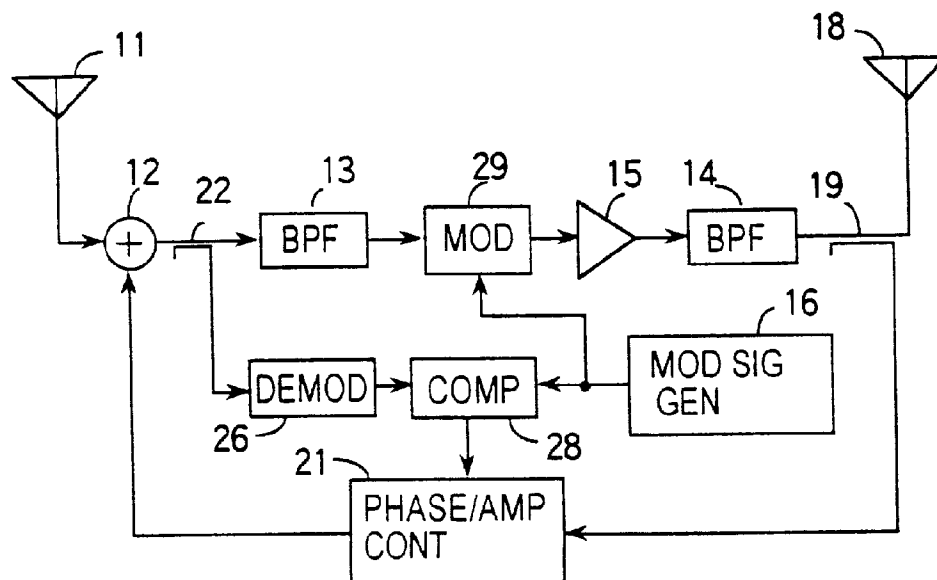
FIG. 1 PRIOR ARTFIG. 2 PRIOR ART

FIG. 3

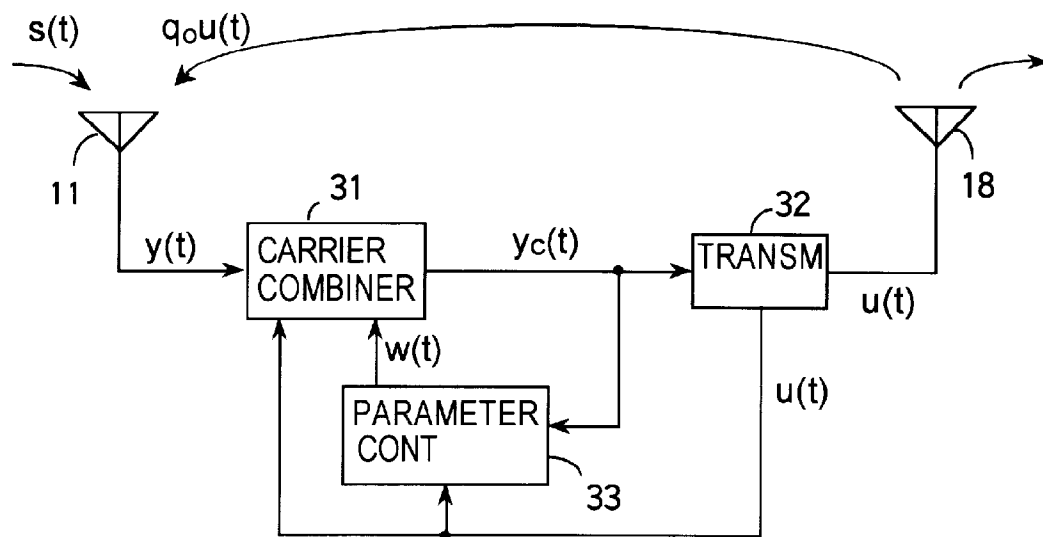


FIG. 4

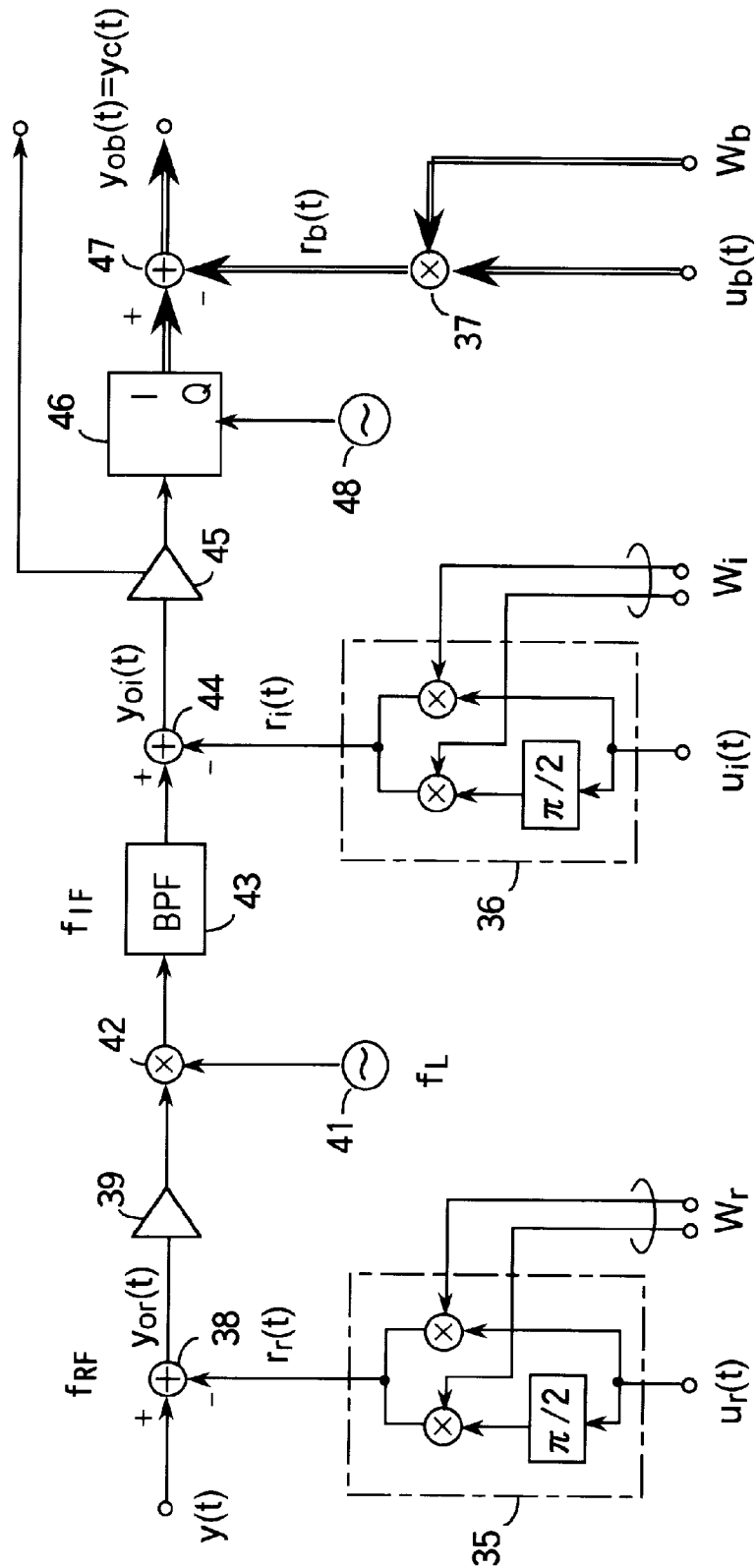


FIG. 5

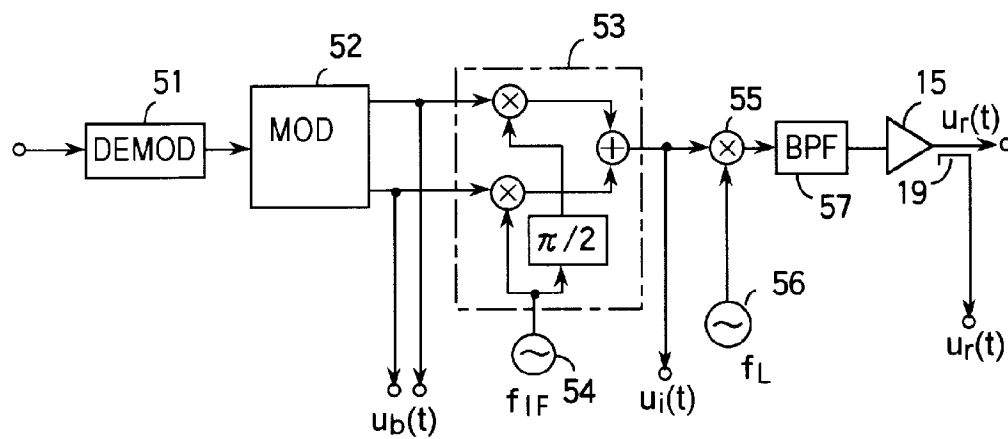
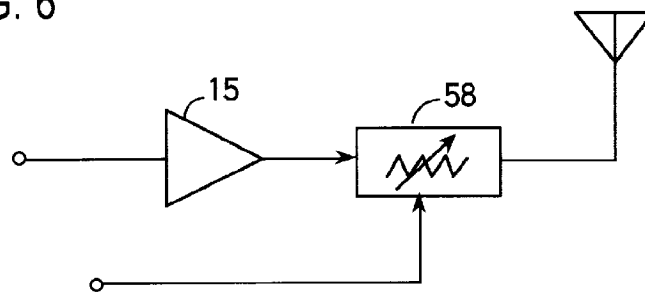


FIG. 6



BOOSTER SYSTEM**TECHNICAL FIELD**

The present invention relates to a booster system that is used to improve the reception in areas of weak radio waves, in a mobile communication system such as a radio paging system, in particular.

In mobile communication systems, communication quality declines in areas where radio waves from the base station are weak, for example, around zone edges (cell edges). Furthermore, since radio waves from the base station do not reach the back of a mountain, there are areas where no services can be provided because of some particular geographical features. Even in such areas high quality services could be offered by increasing the number of base stations, but this inevitably leads to the defect of increased costs for services.

As a solution to this problem there has been used a booster system capable of easily relaying radio waves. The booster system receives a desired signal, then amplifies the received signal, and sends radio waves of high intensity toward an object area at the same frequency as that of the received signal. However, the booster system has to clear some conditions. One of the most important issues is mutual coupling between a transmitting and a receiving antenna, resulting in amplified radio waves of high intensity, emitted from the transmitting antenna, getting mixed into signals received originally by the receiving antenna. The interference waves thus mixed in the received signals act as interference waves and make the booster operation unstable. As a solution to this problem, it is customary to space the two antennas sufficiently far apart so as to loosen the mutual coupling between them. In recent years, however, there is a need of downsizing the whole apparatus to reduce the cost for installation of the booster system—this makes it difficult to reduce the mutual coupling between the transmitting and receiving antennas by spatially separating them.

To meet the requirement, there have been proposed methods wherein the booster system is equipped with an interference canceling function as described below.

A first method is to superimpose a pilot signal on the send signal. With this method, as shown in FIG. 1, a received signal, which is the input into a receiving antenna 11, is combined by a combiner 12 with a feedback signal, then the combined signal from the combiner 12 is subjected to processing for the removal of out-band signals by band-pass filters 13 and 14 properly amplified by an amplifier 15, then the amplified signal is combined by a combiner 17 with a pilot signal from a pilot signal generator 16, and the combined signal is sent as the send signal via a transmitting antenna 18. On the other hand, the output send signal from the combiner 17 is branched by a coupler 19 and the branched signal is adjusted by an amplitude/phase controller 21 in amplitude and in phase, thereafter being fed as a feedback signal to the combiner 12. The combined signal from the combiner 12 is branched by a coupler 22, then a pilot signal is extracted by a filter 23 from the branched output, then the extracted signal and the pilot signal from the generator 16 are compared by a comparator 24, and the amplitude and phase of the feedback signal are controlled by the amplitude/phase controller 21 with the output from the comparator 24 so that the pilot signal component is reduced to zero in the combined signal from the combiner 12.

This method has a shortcoming that the send signal is disturbed by the addition thereto of the pilot signal.

A second method is to amplify the received signal after modulating it by a modulating signal. According to this

method, as shown in FIG. 2, the combined signal from the combiner 12 is branched by the coupler 22 and is then demodulated by a demodulator 26 to obtain a modulated signal component, which is correlated by a correlator 28 with a modulating signal from a modulating signal generator 27, and the amplitude/phase controller 21 is controlled so that the correlation becomes zero. After having its out-band component rejected by the band-pass filter 13, the combined signal from the combiner 12 is modulated by the modulating signal from the modulating signal generator 27, and the modulated output is amplified by the amplifier 15 and provided via the band-pass filter 14 to the transmitting antenna 18.

In this prior art method, there is not any concrete amplitude/phase control algorithms that make the correlated output become zero. In addition, the method has a defect that the transmission wave differs from the original send signal because of a disturbance by its modulation.

As described above, the conventional interference canceling methods have a common defect that the signal is disturbed. Furthermore, since the disturbance is made a fluctuation component small enough not to affect the inherent signal transmission characteristics, a signal for forming an interference canceling loop is so weak that it is difficult to cancel interference with high accuracy.

It is therefore an object of the present invention to provide a booster system with which it is possible to cancel interference without superimposing a pilot signal on the transmission wave or modulating it and which permits accurate cancellation control.

SUMMARY OF THE INVENTION

The booster system according to the present invention comprises a receiving antenna section, a carrier combining section, a transmitting section, a transmitting antenna section and a parameter control section. The carrier combining section multiplies a canceling signal by a cancel parameter to obtain a replica signal, then combines it with a received signal in at least one of the radio frequency band, the intermediate frequency band and the base band, and derives a combined base band signal from the combined signal. The transmitting section generates a send signal and a canceling signal by using a signal demodulated through the demodulation of the combined base band signal. Based on the combined base band signal and the canceling signal, the parameter control section determines a canceling parameter such that the power of the combined base band signal is reduced, the parameter being provided to the carrier combining section.

Since the present invention cancels the interference component without insertion of a pilot signal into the send signal or its additional modulation as mentioned above, the send signal is free from disturbance and the interference cancellation performance is significantly improved because of adaptive signal processing by an error detection in the base band.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 is a block diagram showing a conventional booster system that uses a pilot signal to cancel interference;

FIG. 2 is a block diagram showing a conventional booster system that performs a particular modulation to cancel interference;

FIG. 3 is a block diagram illustrating an example of the basic configuration of the booster system according to the present invention;

FIG. 4 is a block diagram showing a concrete example of a carrier combining section 31 in FIG. 3;

FIG. 5 is a block diagram showing a concrete example of a transmitting section 32 in FIG. 3; and

FIG. 6 is a block diagram illustrating an example that controls transmitting power.

BEST MODE FOR CARRYING OUT THE INVENTION

The receiving antenna section receives a signal from the base station as a desired wave, while at the same time the received signal contains, as an interference wave mixed therein, a send signal emitted from the transmitting antenna section.

In FIG. 3 there is illustrated the basic configuration of the present invention. Assume that every signal mentioned below is represented by a complex envelope. That is, a signal of a real number is represented by a complex envelope $x(t)$ such as $x_r(t) = \text{Re}\{x(t)\exp(j2\pi ft)\}$. A carrier combining section 31 combines a received signal $y(t)$ and a canceling signal $u(t)$ and derives a combined base band signal $y_c(t)$ from the combined signal as a complex envelope signal. The two signals may be combined in any stages of the radio frequency band, the intermediate frequency band and the base band, or in a desired combination of such frequency bands.

A transmitting section 32 generates a send signal and a canceling signal through utilization of a data signal that is obtained by demodulating the combined base band signal. The canceling signal is generated from a signal in a desired stage from the generation of a base band signal $u_d(t)$ by remodulating the demodulated version of the received signal to the generation of a radio frequency signal $u_r(t)$. Since the send signal is produced merely by multiplying the canceling signal by a certain complex number, the send signal and the canceling signal will hereinafter be represented by $u(t)$. A parameter control section 33 calculates a cancel parameter $w(t)$ from the combined base band signal and the canceling signal and outputs it to the carrier combining section 31.

A detailed description will be given of the operation of each section. As referred to above, a real number signal will be represented by the complex envelope $x(t)$ like $x_r(t) = \text{Re}\{x(t)\exp(j2\pi ft)\}$. Accordingly, the real part $\text{Re}\{x(t)\}$ represents the amplitude of an in-phase component and the imaginary part $\text{Im}\{x(t)\}$ represents the amplitude of the quadrature component. The carrier frequency f will be represented by f_r in the RF band (the radio frequency band), f_i in the IF band (the intermediate frequency band) and 0 in the base band. The description with the complex envelope allows ease in representing similar processing in the RF band, the IF band and the base band.

Superimposed on the received signal complex envelope $y(t)$ received by a receiving antenna 11 are a desired wave complex envelope $s(t)$, an interference wave complex envelope $q_o u(t)$ that is a leakage of a send signal complex envelope $u(t)$ emitted from a transmitting antenna 18 and received by the receiving antenna, and a noise complex envelope $n(t)$. The signal complex envelope $y(t)$ is expressed by the following equation:

$$y(t) = s(t) + q_o u(t) + n(t) \quad (1)$$

where q_o is a complex coupling coefficient between the transmitting and receiving antennas 11 and 18. The send signal $u(t)$ is produced by delaying a demodulated signal for a time τ_d , then modulating it again to obtain a signal $s(t - \tau_d)$,

and amplifying it by a complex gain G with respect to the input level. The send signal is expressed by the following equation:

$$u(t) = Gs(t - \tau_d) \quad (2)$$

The carrier combining section 31 multiplies the canceling signal $u(t)$ by the cancel parameter $w(t)$ to generate a replica signal complex envelope $r(t) = w(t)u(t)$ and utilizes the difference between the received signal $y(t)$ and the replica signal $r(t)$ to generate a combined signal complex envelope $y_c(t)$.

$$y_c(t) = y(t) - r(t) = y(t) - w(t)u(t) \quad (3)$$

As described later on with reference to FIG. 4, the carrier combining section 31 further processes the combined signal $y_c(t)$ by amplification, frequency conversion and band-pass filtering and outputs it as the combined base band signal $y_c(t)$. The combined base band signal $y_c(t)$ thus produced by amplification, frequency conversion and band-pass filtering is the same as a signal that is obtained by multiplying the combined signal $y_c(t)$ by a certain complex. The combined base band signal $y_c(t)$ is produced by the IQ detection of the combined signal $y_c(t)$, that is, by multiplying the input modulated signal by in-phase and quadrature carrier signals and eliminating harmonic components with a low-pass filter, and the real part $\text{Re}\{y_c(t)\}$ and the imaginary part $\text{Im}\{y_c(t)\}$ are output as two base band signals. These signals will hereinafter be identified intact by the complex number $y_c(t)$. Incidentally, the combined signals $y_c(t)$ in the RF band, the IF band and the base band differ in magnitude and in phase, but since their variations are each merely a fixed multiple of the complex number, they will be identified by $y_c(t) = y_c(t)$ in common to them for the sake of simplicity.

In the present invention, the interference signal may be canceled in the RF band, in the IF band, in the base band, or in an arbitrary combination thereof. In the case of canceling the interference signal in the base band, the canceling signal $u(t)$ in the base band is multiplied by the cancel parameter $w(t)$ to generate the replica signal $r(t) = w(t)u(t)$ in the base band and the difference between the received signal $y(t)$ and the replica signal $r(t)$ is used to directly generate the combined base band signal $y_c(t)$ by Eq. (3).

The combined base band signal $y_c(t)$ from the carrier combining section 31 is demodulated in the transmitting section 32 to obtain a demodulated data signal, which is again subjected to demodulation similar to that of the received signal, by which a send signal $u_r(t) = s(t - \tau_d)$ is generated. The send signal $s(t - \tau_d)$ is a radio wave of exactly the same type as the signal transmitted from the base station and a pilot signal is not superimposed on the send signal nor is its carrier modulated. The send signal $s(t - \tau_d)$ is transmitted from the transmitting antenna 18, while at the same time the canceling signal $u(t)$ is generated from the send signal and fed to the carrier combining section 31. In the parameter control section 33 the parameter $w(t)$ is controlled to be optimum so that the component of the send signal $s(t - \tau_d)$ is not contained in the combined base band signal $y_c(t)$.

A variety of methods can be used to calculate the parameter in the parameter control section 33 of the above booster system. A concrete example will be described below.

Assuming that the coupling coefficient q_o between the transmitting and receiving antennas 18 and 11 does not fluctuate, the cancel parameter $w(t)$ naturally ought to remain unchanged and hence it will be identified by $w(t) = w$. The power of the combined base band signal $y_c(t)$ is the sum of the powers of a desired wave, an interference wave and

noise when the interference wave is left unremoved. As the interference wave is removed using the replica signal $r(t)$, the power of the combined base band signal $y_c(t)$ gradually decreases and when the interference wave is completely removed, the power of the combined signal $y_c(t)$ is minimum. Hence, in the case of using the power of the combined base band signal $y_c(t)$ as an evaluation function J , control expressed by the following equation is effected:

$$J = |y_c(t)|^2$$

$$\langle J \rangle = \langle |y(t) - wu(t)|^2 \rangle \rightarrow \text{minimum power} \quad (4)$$

where $|z|$ represents the absolute value of z and $\langle \rangle$ represents a set mean, which is a time mean in practice. The interference cancellation can be performed in any of the RF band, the IF band and the base band. Letting the cancellation in all of the three bands be $y(t) - wu(t)$ and setting $y(t) = s(t) + q_o u(t) + n(t)$, the evaluation function J can be modified as follows:

$$\langle J \rangle = \langle |s(t) + q_o u(t) + n(t) - wu(t)|^2 \rangle \quad (5-1)$$

$$\langle |s(t)|^2 \rangle + \langle |q_o - w|^2 |u(t)|^2 \rangle + \langle |n(t)|^2 \rangle +$$

$$2\text{Re}[\{s^*(t)(q_o - w)u(t)\} + \{s^*(t)n(t)\} + \{q_o - w\}u^*(t)n(t)]$$

where $\sigma_s^2 = \langle |s(t)|^2 \rangle$, $\sigma_u^2 = \langle |u(t)|^2 \rangle$ and $\sigma_n^2 = \langle |n(t)|^2 \rangle$ and A^* represents a complex conjugate of A . Since noise is utterly random and has no correlation with the signals $s(t)$ and $u(t)$, $\langle s^*(t)n(t) \rangle = 0$ and $\langle u^*(t)n(t) \rangle = 0$.

Further, set $\langle s^*(t)u(t) \rangle = \sigma_s \sigma_u \rho$, where ρ is a correlation coefficient between the signals $s(t)$ and $u(t)$. By such setting, Eq. (5-1) becomes as follows:

$$\langle J \rangle = \sigma_s^2 + |q_o - w|^2 \sigma_u^2 + 2\sigma_s \sigma_u (q_o - w) \text{Re}[\rho] \quad (5-2)$$

Since the received signal is modulated after being demodulated, the delay time τ_d from the reception of the received signal to the generation of the modulated signal after the demodulation is sufficiently longer than the symbol period T_s and the delay time τ_d can be regarded to be much greater than T_s . In this instance, the signals $S^*(t)$ and $u(t)$ at time t are modulated differently, and since a mean value of their product, $\langle S^*(t)u(t) \rangle$, is substantially zero, the correlation coefficient ρ can be regarded to be approximately equal to zero. Hence, Eq. (5-2) becomes as follows:

$$\langle J \rangle = \sigma_s^2 + \sigma_n^2 + |q_o - w|^2 \sigma_u^2 \quad (6)$$

As will be seen from the above equation, under the condition that the interference can completely be canceled, that is, when $w = q_o$, the evaluation function J is minimized. In practice, however, since the value of the coupling coefficient q_o is unknown, it is necessary to calculate its value by one algorithm or another. Now, let w at the sample point kT_s be represented by $w(k)$, omitting T_s , and consider iterative updating of the parameter $w(k)$ by the steepest descent method (s.Haykin, Adaptive Filter theory, 2nd edition, Prentice-Hall, 1991) as follows:

$$w(k) = w(k-1) - (\mu/2) \partial J / \partial w|_{w=kT} \quad (7)$$

where μ is a step size. Partial differentiation of Eq. (4) gives

$$\partial J / \partial w = -2y(t)u^*(t) + 2u(t)u^*(t)w = -2y_c(t)u^*(t) \quad (8)$$

(see the above-mentioned literature). Substitution of this into Eq. (7) gives such an algorithm as follows:

$$W(k) = w(k-1) + \mu y_c(k) u^*(k) \quad (9)$$

As described above, the coefficient can be updated by multiplying the combined base band signal $y_c(t)$ by the conjugate complex number of the complex envelope of the canceling signal $u(t)$ and the step size μ . In other words, $\mu y_c(k) u^*(k)$ is fed back to the preceding cancel parameter $w(k-1)$, by which the cancel parameter is updated.

FIG. 4 illustrates in more detail an embodiment of the carrier combining section 31, in which signals are combined in each of the RF stage, the IF stage and the base band stage for cancellation of the interference signal. Three canceling signals $u_r(t)$, $u_i(t)$ and $u_b(t)$ are input from the transmitting section 32 in FIG. 3 (described later on with reference to FIG. 5) into the RF band, IF band and the base band stages, respectively. The parameter control section 33 (FIG. 3) is supplied with the base band combined signal $y_c(t)$ and the canceling signals $u_r(t)$, $u_i(t)$ and $u_b(t)$ from the transmitting section in FIG. 5 and creates cancel parameters $w_r(k)$, $w_i(k)$ and $w_b(k)$ for the RF band, the IF band and the base band, respectively, by the following equations:

$$w_r(k) = w_r(k-1) + \mu_r y_c(k) u_r^*(k) \quad (10)$$

$$w_i(k) = w_i(k-1) + \mu_i y_c(k) u_i^*(k) \quad (11)$$

$$w_b(k) = w_b(k-1) + \mu_b y_c(k) u_b^*(k) \quad (12)$$

where μ_r , μ_i and μ_b represent correcting step sizes in the RF band, the IF band and the base band, respectively.

An RF complex envelope converter 35, made up of two multipliers and a $\pi/2$ phase shifter, complex-multiplies the RF canceling signal $u_r(t)$ by the parameter w_r to generate an RF-band replica signal $r_r(t)$. Similarly, an IF complex envelope converter 36, formed by two multipliers and a $\pi/2$ phase shifter, generates an IF-band replica signal $r_i(t)$, and a base band complex multiplier 37 complex-multiplies the canceling signal $u_b(t)$ and the parameter w_b to generate a base-band replica signal $r_b(t)$.

In a combiner 38 the received signal $y(t)$ from the receiving antenna 11 and the replica signal $r_r(t)$ are combined, that is, the replica signal $r_r(t)$ is subtracted from the received signal $y(t)$, thereby obtaining a composite signal $y_{or}(t)$ processed for interference cancellation in the RF band. The signal $y_{or}(t)$ is amplified by a low noise amplifier 39. The amplified output is fed to a frequency converter 42, wherein it is converted to an IF band signal by a local signal of a frequency f_L from a local oscillator 41, then the converted output is filtered by a band-pass filter 43 and combined with the replica signal $r_i(t)$ in a combiner 44, that is, the replica signal $r_i(t)$ is subtracted from the filtered output, whereby the residual component of the interference signal in the IF band is canceled. The combined signal $y_{oi}(t)$ processed for interference cancellation in the IF band is amplified by an AGC amplifier 45 and then fed to an IQ detector (a quadrature detector) 46, wherein the amplitudes of its in-phase and quadrature components are extracted. The quadrature detected output signal and the replica signal $r_b(t)$ are fed to a combiner 47, wherein the latter is subtracted from the former and from which a combined signal $y_{ob}(t)$ processed for interference cancellation in the base band is output as the combined base band signal $y_c(t)$.

By canceling the interference wave in three steps as described above, an optimum amount of cancellation can be set in hardware in each stage—this provides the advantage that excessively high accuracy is not required in each section. In FIG. 3, the power level of the signal $q_o u(t)$ that leaks from the transmitting antenna 18 to the receiving antenna 11 is usually about 30 to 40 dB higher than the power level of the desired signal $s(t)$ at the receiving antenna

11, so that the interference cancellation processing by the RF-band combiner 38 using the RF-band replica signal $r_r(t)$ enables the maximum gain for the desired signal to be increased within the range over which the operation of the low noise amplifier 39 remains unsaturated. Besides, when the signal processing by the complex multiplier 37, the quadrature detector 46 and the combiner 47 in the base band is performed as digital processing, processing accuracy can be increased as compared with that of analog processing.

FIG. 5 illustrates in detail an embodiment of the transmitting section 32 in FIG. 3. The combined base band signal $y_{ob}(t)$ or $y_c(t)$ in FIG. 4 is demodulated by a demodulator 51 into a data signal and a modulation is carried out again based on the data signal. This modulation is performed in two steps. In the first place, a base band modulated wave complex envelope (a base band modulated signal) $u_b(t)$ is generated by a modulator 52 using the data signal sequence, then this signal is fed to a quadrature modulator 53 composed of two multipliers, a $\pi/2$ phase shifter and an adder, wherein it is frequency converted by a local signal f_{LF} from a local oscillator 54 into an IF-band modulated signal. The IF-band modulated signal $u_i(t)$ thus obtained is fed to a frequency converter 55, wherein it is further frequency converted by a local signal f_L from a local oscillator 56 to an RF band signal, and the frequency converted signal is output as the send signal $u_r(t)$ via a band-pass filter 57 and the transmitting amplifier 15. The output from the modulator 52 is provided as the base-band canceling signal $u_b(t)$ to the multiplier 37 in FIG. 4, the output from the quadrature modulator 53 is provided as the IF-band canceling signal $u_i(t)$ to the complex envelope converter 36, and the send signal $u_r(t)$ is provided as the RF-band canceling signal $u_r(t)$ to the complex envelope converter 35 from the coupler 19.

In the FIG. 4 configuration the IF amplifier (the AGC amplifier) 45 is used as a level detector. More specifically, the output from a logarithmic amplifier serving as the level detector 45 or a gain control signal of an automatic gain control amplifier as the level detector 45 can be used as a level signal. The observation of a mean level by such a level detector permits calculation of the cancel parameters as described below.

When interference has not ever been canceled, the level is the combined power of the desired wave, the interference wave, noise and the replica as indicated by Eq. (6). By adjusting the amplitude and phase of the replica so that it cancels the interference wave, the composite level ought to drop. When the interference wave is canceled with the highest degree of accuracy, the output from the level detector 45 indicates the combined power level of the desired wave and noise and the power is minimum. Therefore, it is also possible to control the parameters w_r and w_i to minimize the detected level of the level detector 45 while observing the level. The parameters for adjusting the amplitude and phase are iteratively calculated by trial and error. However, this method is effective in the cancellation only in the RF band and the IF band since the cancellation must be done before processing proceeds to the level detector 45. Furthermore, no phase information is available and only the level is utilized for adjustment, so that there are cases where accuracy is not so high. Hence, this method is suitable to coarse adjustment. The parameter w_b is adjusted using Eq. (9).

FIG. 6 illustrates a modified form of the transmitting section 32, in which an attenuator 58 is provided as a level controller to control the transmission output. Immediately after the start of operation of the booster system the cancel parameters w_r , w_i and w_b do not yet converge to optimum

values and a signal from which the interference wave has not sufficiently been removed is input into the demodulator 51. As a result, the demodulated data becomes completely random and the send signal is also modulated completely randomly. To avoid this, the output is held at a level at which the desired wave can be demodulated satisfactorily even if the interference wave is not canceled at the beginning and the output is gradually increased to such an extent that the cancel parameters can be obtained. The attenuator 58 is placed under the control of the parameter control section 33.

The receiving circuit of FIG. 4 and the transmitting circuit of FIG. 5 use many local oscillators. If their frequency accuracy is low, the phase of the complex envelope of the interference component, when observed in the base band, rotates with respect to the desired wave by a frequency setting error for each local oscillator. When the cancel parameters sufficiently follow the phase rotation, the interference can be canceled, but in practice, a steady phase error inevitably occurs due to the follow, deteriorating the parameter estimation accuracy. To avoid this, these local oscillators are synchronized by a phase lock loop with the output phase of one reference oscillator, by which the phases of the local oscillator outputs as well as their frequencies are synchronized. With the use of this method, the parameter control section 33 needs not to follow the phase rotation of the interference wave, so that the cancel parameters can be obtained with high accuracy.

The above description has been given on the assumption that the approximation $\rho \approx 0$ holds in Eq. (5-2). To implement this, it is necessary that $\tau_d \gg T_s$ and that $\langle s^*(t)u(t) \rangle = \langle s^*(t)s(t-\tau_d) \rangle \approx 0$. When the desired wave signal has its spectrum limited in a narrow band, long inter-symbol interference occurs with respect to the symbol period T_s , incurring the possibility of preventing the above-said approximation from holding. This problem can be overcome by setting the carrier frequency of the send signal $u(t)$ slightly off the carrier frequency of the received desired wave signal $s(t)$. Now, let f_r represent the carrier frequency of the received wave from the base station that is the desired wave $s(t)$ for the booster system, and let f_r' represent the sending carrier frequency of the booster system. The send signal $u(t)$ can be expressed by the following equation using the send signal $u_o(t)$ in the case of no frequency offset being provided:

$$u(t) = u_o(t) \exp(j2\pi\Delta f t) \quad (13)$$

$$\Delta f = f_r' - f_r \quad (14)$$

When $\Delta f = 0$, $u(t)$ becomes $u_o(t)$. The frequency offset Δf is chosen such that the signal spectrum of the send signal $u(t)$ falls within a predetermined band. By this, even if the requirement for Eq. (6), $\langle s^*(t)u_o(t) \rangle \approx 0$, is not satisfied, that is, even if the correlation between the signals $s(t)$ and $u_o(t)$ becomes zero, a mean of $\exp(j2\pi\Delta f t)$ becomes zero after the elapse of time sufficiently longer than a time constant $1/\Delta f$, and the following equation can be made zero:

$$\rho = \langle s^*(t)u_o(t) \exp(j2\pi\Delta f t) \rangle / (\sigma_s \sigma_u) \quad (15)$$

This method provides a slight frequency offset Δf and can hold it within a permissible range as an ordinary in-band frequency drift. Hence, this method does not so much disturb the signal as much as in the case of the second-mentioned conventional method (FIG. 2).

A concrete method is to provide the frequency offset in the modulator 52 in FIG. 5. The modulator 52 outputs the in-phase and quadrature components of the signal $u(t)$ as the base band signal. That is, the modulator outputs the signal $u(t)$ as $u_b(t)$. Since the base band signal $s(t-\tau_d)$ is output

when no frequency offset is provided, the signal $u_b(t)$ at this time will be identified as $u_{bo}(t)$. That is, $u_{bo}(t) = s(t - \tau_d)$. The frequency offset can easily be obtained through complex multiplication of $u_{bo}(t)$ by $\exp(j2\pi\Delta f t)$ in the modulator. At this time, $u_b(t) = u_{bo}(t) \exp(j2\pi\Delta f t)$. The modulator, which provides the frequency offset, outputs the in-phase and quadrature components of the signal $u_b(t) = u_{bo}(t) \exp(j2\pi\Delta f t)$ as the base band signal $u_b(t)$. Since the signal $u_b(t)$ thus generated has the frequency offset Δf , the replica signals $u_b(t)$, $u_i(t)$ and $u_r(t)$ in FIG. 5 also contain the offset. Since the thus frequency-offset send wave $u_r(t)$ leaks to the receiving antenna, the leakage signal can be canceled by the offset replica signals. Therefore, the description from Eqs. (4) through (12) holds true as it is.

Another method is to offset the oscillation frequency f_{IF} or f_L of the local oscillator 54 or 56 in FIG. 5 by Δf . These oscillators are synchronized with the local oscillators 41 and 48 at the receiving side (FIG. 4) as described previously, and an accurate frequency offset Δf can be obtained by offsetting the frequencies of the former while maintaining their phase synchronization with the latter. Let it be assumed that the frequency offset Δf is provided to the local oscillator 54. In this case, since the signals $u_i(t)$ and $u_r(t)$ are also merely offset by Δf , the cancel algorithm is the same as the aforementioned. Since no offset is provided for the signal $u_b(t)$, it is regarded as the signal $u_{bo}(t)$ and its complex-multiplied version $u_b(t) = u_{bo}(t) \exp(j2\pi\Delta f t)$ is input into the complex multiplier 37 in FIG. 4. Alternatively, the signal $u_{bo}(t)$ is input intact into the complex multiplier 37 and $w_b \exp(j2\pi\Delta f t)$ obtained by multiplying the cancel parameter w_b by $\exp(j2\pi\Delta f t)$ is fed to the complex multiplier 37—this also produces the same effect as mentioned above.

In the above the coupling coefficient q_o between the transmitting and receiving antennas of the booster system has been described to be constant. In practice, however, the coefficient q_o is considered to vary with a change in the surrounding environment such as a temperature change. If this change is gentle, the algorithm of Eq.(9) ought to adaptively follow the change in the coefficient q_o . The following rate can be adjusted using the step size μ (μ_r , μ_b , μ_{μ}). Theoretically, $1/\mu$ is a time constant of this algorithm, which increases with a decrease in the step size μ , and highly accurate interference cancellation can be achieved using a long time mean. On the other hand, an increase in the step size μ causes a decrease in the time constant and the algorithm quickly follows the coefficient fluctuation.

In general, the cancel sections in the RF band and the IF band use analog circuits as their components, and hence they are not so high in accuracy. On the other hand, the cancel section in the base band performs digital signal processing, and hence it is highly accurate and capable of fine control. With the cancellation in the base band, however, saturation of the low noise amplifier or the like cannot be deal with. For this reason, it is desirable to perform each cancellation in correspondence with one component of q . The coupling coefficient is considered to be separated such that $q = q_o + \Delta q$, where q_o is a gentle variation component as mentioned above and Δq a relatively quick variation component. In general, it is considered that q_o is much greater than Δq in many cases. Hence, in the cancellation in the RF and IF bands the step size μ_r or μ_i in Eq. (10) or (11) is chosen relatively small. This cancels the gently varying components of tight coupling. The step size μ_b is chosen relatively large for the purpose of canceling the residual component and the rapidly varying component by the base band canceler. The base band cancellation is carried out by digital signal processing, and hence it is highly accurate. Furthermore, an

RLS algorithm and Kalman filter known as excellent adaptive signal processing, other than Eq. (12), can be employed according to the rate of fluctuations.

EFFECT OF THE INVENTION

As described above, the present invention cancels the interference component without involving the insertion of a pilot signal and modulation, and hence it does not ever disturb the transmission wave and has significantly excellent interference cancellation performance because of adaptive signal processing in the base band. The present invention is of great utility when employed in mobile communication, especially in the booster system of the radio paging system.

We claim:

1. A booster system comprising:

a receiving antenna;

a carrier combining section wherein a replica signal generated by multiplying a canceling signal by a cancel parameter and a received signal are combined in at least one of the radio frequency band, the intermediate frequency band and the base band and a combined base band signal is derived from the combined signal;

a transmitting section for generating a send signal and said canceling signal through utilization of a data signal obtained by demodulating said combined base band signal;

a transmitting antenna section for sending said send signal; and

a parameter control section for calculating said cancel parameter from said base band signal and said canceling signal so that the power of said base band signal is reduced, and for outputting said cancel parameter to said carrier combining section.

2. The booster system of claim 1, wherein said parameter control section means for iteratively generating said cancel parameter updated by adding the product of said base band signal, said canceling signal and a step coefficient to the previous cancel parameter.

3. The booster system of claim 1 or 2, wherein said carrier combining section performs said combining, said transmitting section has modulating means for generating said send signal, and said base band signal is provided as said canceling signal to said carrier combining section.

4. The booster system of claim 1, which further comprises a level detector for detecting the level of said combined signal and said parameter control section includes means for iteratively determining said cancel parameter such that the level of said combined signal detected is minimized.

5. The booster system of any one of claims 1–2 and 4, wherein said transmitting section includes level control means for adjusting the level of said send signal and said level control means is controlled by a control signal from said parameter control section.

6. The booster system of any one of claims 1–2 and 4, comprising local oscillators for frequency conversion whose output phases are all synchronized with one reference oscillator.

7. The booster system of claim 1 or 2, wherein: said transmitting section includes a modulator for modulating said data signal to generate a base band modulated signal; said canceling signal contains said base band modulated signal; said cancel parameter generated by said parameter control section contains a base band cancel parameter generated based on said combined base band signal and said base band modulated signal; and said carrier combining section comprises a multiplier for complex-multiplying said

11

base band replica signal and said base band cancel parameter to generate a base band replica signal, and a base band combining section for combining said combined base band signal and said base band replica signal to obtain a combined base band signal processed for interference cancellation.

8. The booster system of claim 7, wherein: said canceling signal contains said send signal in the radio frequency band; said cancel parameter generated by said parameter control section contains a radio frequency cancel parameter generated based on said send signal and said combined base band signal; and said carrier combining section comprises a complex envelope converter for complex-modulating said radio frequency send signal by said radio frequency cancel parameter to generate a radio frequency replica signal, and a radio frequency combining section for combining said received signal and said radio frequency replica signal to obtain a combined radio frequency signal processed for interference cancellation.

9. The booster system of claim 8, wherein: said transmitting section includes quadrature modulating means for generating an intermediate frequency modulated signal by quadrature-modulating said base band modulated signal, and frequency converting means for converting said intermediate frequency modulated signal to a send signal of said radio frequency band; said canceling signal contains said intermediate frequency modulated signal generated by said quadrature modulating means; said cancel parameter generated by said parameter control section contains an intermediate frequency cancel parameter generated based on said intermediate frequency modulated signal and said combined base band signal; and said carrier combining section comprises received signal frequency converting means for converting said combined radio frequency signal to an intermediate frequency signal, an intermediate frequency complex envelope converter for complex-modulating said combined radio frequency signal by said intermediate frequency cancel parameter to generate an intermediate frequency replica signal; an intermediate frequency combining section for combining said intermediate frequency received signal and said intermediate frequency replica signal to obtain a combined intermediate frequency signal processed for interference cancellation; and quadrature detecting means for quadrature-detecting said combined intermediate frequency signal to generate said combined base band signal.

10. The booster system of claim 8, wherein a low noise amplifier is provided for amplifying said combined radio frequency signal from said radio frequency combining section.

11. The booster system of claim 7, wherein said multiplier and said base band combining section are means for digital operation.

12. The booster system of claim 1, wherein said transmitting section generates said send signal of a carrier frequency having an offset relative to the carrier frequency of a desired received wave and feeds said canceling signal of the offset frequency back to said carrier combining section.

13. The booster system of claim 1, wherein said parameter control section iteratively updates said cancel parameters of at least said radio frequency band and said base band in accordance with adaptive algorithms, the time constant of said adaptive algorithm for said radio frequency band being chosen larger than the time constant of said adaptive algorithm for said base band.

* * * * *